

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平11-168792

(43) 公開日 平成11年(1999) 6月22日

(51) Int.Cl.⁶

H 0 4 R 3/04

識別記号

F I

H 0 4 R 3/04

審査請求 未請求 請求項の数 9 F D (全 25 頁)

(21) 出願番号 特願平9-348630

(22) 出願日 平成9年(1997)12月3日

(71) 出願人 000101732

アルパイン株式会社

東京都品川区西五反田1丁目1番8号

(72) 発明者 伊勢 友彦

東京都品川区西五反田1丁目1番8号 アルパイン株式会社内

(72) 発明者 斉藤 望

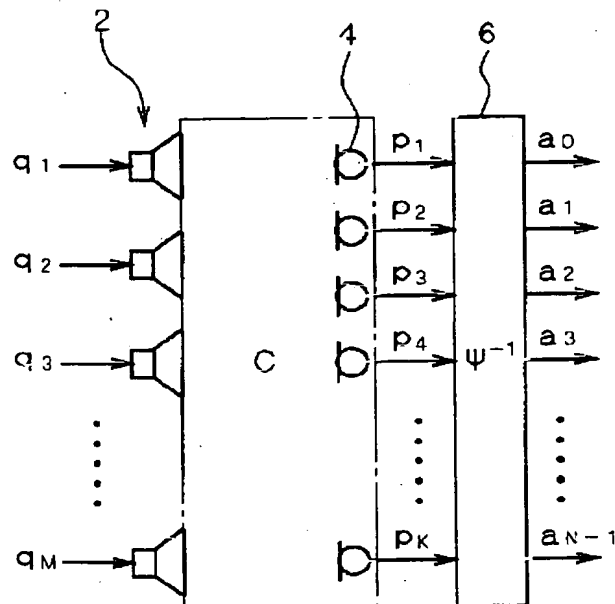
東京都品川区西五反田1丁目1番8号 アルパイン株式会社内

(54) 【発明の名称】 音場制御装置

(57) 【要約】

【課題】 少ないスピーカおよび適応フィルタによって音響空間全体にわたって伝達特性を補正することができる音場制御装置を提供すること。

【解決手段】 音場制御装置は、適応フィルタを含む制御用フィルタ102と、M個のスピーカ104と、K個のマイクロホン106と、マイクロホン106の各音圧 p から N' 個のモード振幅を導出するモード分割フィルタ108と、目標とするモード振幅に対する各モード振幅の誤差を算出する N' 個の演算部110と、各モードの誤差に重み付けを行う N' 個のモード領域誤差重み付け部112と、モード領域の誤差を時間領域の誤差に変換する領域変換フィルタ114とを備えている。制御用フィルタ102によって、各モードのモード振幅の目標応答に対する誤差に基づく適応処理を行う。



10

BEST AVAILABLE COPY

【特許請求の範囲】

【請求項1】 音響空間の音圧分布をモード分解し、各モード毎に制御することを特徴とする音場制御装置。

【請求項2】 音響空間内の所定位置に設置されており、入力信号を前記音響空間内に放射する複数のスピーカと、

前記音響空間内に設置されており、前記複数のスピーカから放射された音声を集音する複数のマイクロホンと、前記複数のマイクロホンの出力信号に基づいて音圧分布をモード分解するモード分解手段と、

前記モード分解手段によって分解された各モードのモード振幅が所定の値になるように、前記複数のスピーカに入力される前記入力信号を制御する制御用フィルタと、を備えることを特徴とする音場制御装置。

【請求項3】 請求項2において、前記制御用フィルタは、時間領域の信号に対して適応処理を行うことにより、各モードのモード振幅を制御することを特徴とする音場制御装置。

【請求項4】 請求項2において、前記制御用フィルタは、前記入力信号をモード分解したモード領域の信号に対して適応処理を行うことにより、各モードのモード振幅を制御することを特徴とする音場制御装置。

【請求項5】 請求項4において、前記制御用フィルタは、モード領域の信号に対して処理を行った後に、前記スピーカに入力される前に時間領域の信号に戻す処理を含んでおり、これらの処理を含めて適応処理を行うことを特徴とする音場制御装置。

【請求項6】 請求項2～5のいずれかにおいて、前記複数のスピーカは、制御対象となるモードの振動の節に対応する位置以外の位置に配置されることを特徴とする音場制御装置。

【請求項7】 請求項2～6のいずれかにおいて、前記複数のスピーカのそれぞれは、前記入力信号の符号をそろえて出力するとともに、打ち消そうとするモードの振動の符号が反対となる全ての位置に配置されることを特徴とする音場制御装置。

【請求項8】 請求項1～7のいずれかにおいて、前記音響空間に含まれるモードの一部を制御対象とすることを特徴とする音場制御装置。

【請求項9】 請求項8において、制御対象となる一部のモードは、0次以外の低次モードであることを特徴とする音場制御装置。

【発明の詳細な説明】**【0001】**

【発明の属する技術分野】本発明は、音場の伝達特性を位置によらず均一になるように制御する音場制御装置に関する。

【0002】

【従来の技術】一般に音響空間では、壁などによって反

射波や定在波などが発生し、音波が相互干渉することによって、音響伝達特性が複雑に乱れる。特に、ガラスのような音が反射しやすいもので囲まれている車室内のような狭い空間では、反射波や定在波の影響が大きい。このように音響伝達特性の乱れが音の聴取に与える影響は大きい。このような音響伝達特性の乱れを補正する技術としては、適応等化システムが知られている。適応等化システムによれば、任意の制御点で所定の音場空間を実現することができる。

【0003】図14は、オーディオ装置に適用される適応等化システムの構成を示す図である。同図に示す適応等化システムは、オーディオソース500、目標応答設定部501、マイクロホン502、演算部504、適応信号処理装置506、スピーカ508を備えている。オーディオソース500は、ラジオチューナやCDプレーヤ等から構成されており、オーディオ信号 $x(n)$ を出力する。目標応答設定部501は、目標応答特性（インパルスレスポンス） H が設定されており、オーディオソース500から出力されるオーディオ信号 $x(n)$ が入力されて、これに対応する目標応答信号 $d(n)$ を出力する。マイクロホン502は、車室内音響空間の聴取位置（制御点）に設置されており、この観測点における音を検出して音楽信号 $d'(n)$ を出力する。演算部504は、マイクロホン502から出力される音楽信号 $d'(n)$ と目標応答設定部501から出力される目標応答信号 $d(n)$ との誤差を演算して誤差信号 $e(n)$ を出力する。適応信号処理装置506は、誤差信号 $e(n)$ のパワーが最小となるように信号 $y(n)$ を発生する。スピーカ508は、この適応信号処理装置506から出力される信号 $y(n)$ に応じた音を車室内音響空間に放射する。

【0004】目標応答設定部501の目標応答特性 H は、再現したい音場空間に対応する特性が設定されている。例えば、適応フィルタのタップ数の半分程度の遅延時間を t としたときに、この遅延時間 t を有し、全オーディオ周波数帯域でフラットな特性（ゲイン1の特性）が設定されている。なお、この遅延時間 t は音響系の逆特性を適応フィルタが精度良く近似するためのものであり、このような目標応答特性を有する目標応答設定部501は、FIR（Finite Impulse Response）型のデジタルフィルタの遅延時間 t に対応するタップ係数を1に設定し、それ以外のタップ係数を0に設定することにより実現することができる。

【0005】適応信号処理装置506は、オーディオ信号 $x(n)$ が参照信号として入力されるとともに、上述した演算部504から出力される誤差信号 $e(n)$ が入力されており、誤差信号 $e(n)$ のパワーが最小となるように適応信号処理を行って信号 $y(n)$ を出力する。適応信号処理装置506は、LMS（Least Mean Squares）アルゴリズム処理部510と、FIR型のデジタル

フィルタ構成の適応フィルタ512と、オーディオ信号 $x(n)$ にスピーカ508から聴取位置までの音響伝搬系の伝搬特性(伝達特性)Cを畳み込んで適応信号処理に用いる参照信号(フィルタードリファレンス信号) $u(n)$ を生成する信号処理フィルタ514とを有している。

【0006】LMSアルゴリズム処理部510は、聴取位置における誤差信号 $e(n)$ と信号処理フィルタ514から出力される参照信号 $u(n)$ とが入力されており、これらの信号を用いて聴取位置における音楽信号 $d'(n)$ が目標応答信号 $d(n)$ と等しくなるように、LMSアルゴリズムを用いて適応フィルタ512のタップ係数ベクトルWを設定する。適応フィルタ512は、このようにして設定されたタップ係数ベクトルWを用いてオーディオ信号 $x(n)$ に対してデジタルフィルタ処理を施して信号 $y(n)$ を出力する。

【0007】このような適応処理によって誤差信号 $e(n)$ のパワーが最小となるように適応フィルタ512のタップ係数ベクトルWが収束すれば、目標応答設定部501に設定した目標応答特性Hを有する空間で音楽を聴取した場合と同様の音楽の聴取が可能となる。

【0008】

【発明が解決しようとする課題】ところで、上述した適応等化システムは、制御点においては目標応答特性Hと同様の伝達特性で音楽を聴取することが可能となるが、制御点以外の特性については全く保証していない。このため、適応等化システムによって音響空間内の多くの位置で理想的な音楽の聴取を行おうとすると、制御点を多く設定し、これに対応して多くのスピーカが必要になる。また、制御音源としてのスピーカを多く設置するということは、そのために必要な適応フィルタ512の数も多くなるということであり、回路規模や演算量の増大を招くことになる。

【0009】本発明は、このような点に鑑みて創作されたものであり、その目的は、少ないスピーカおよび適応フィルタによって音響空間全体にわたって伝達特性を補正することができる音場制御装置を提供することにある。

【0010】

【課題を解決するための手段】上述した課題を解決するために、本発明の音場制御装置は、音響空間内の所定位置に複数のスピーカと複数のマイクロホンとが設置されており、各マイクロホンの出力信号に基づいて音圧分布をモード分解し、各モードのモード振幅が所定の値になるように制御する。各モードのモード振幅を制御することにより、聴取位置が移動したときに音圧が大きく変化するようなモードの影響を少なくしたり、打ち消すことができるため、特に制御点(聴取位置)を増やすことなく、少ないスピーカや適応フィルタによって音響空間全

体にわたって伝達特性を補正し、平坦な音圧分布を実現することができる。

【0011】上述した各モードのモード振幅を制御するには、時間領域の信号に対して適応処理を行う場合と、モード領域の信号に対して適応処理を行う場合が考えられる。いずれの場合であっても、マイクロホンの設置位置での各モードのモード振幅の制御が可能であり、音響空間全体にわたって伝達特性を補正することができる。

【0012】特に、モード領域の信号に対して処理を行う場合に、スピーカに入力される前に時間領域の信号に戻す処理を含んだ適応処理を行うことにより、音響系の逆フィルタを計算により求め、これを用いて実際にスピーカに入力する信号を導出する処理が不要になり、処理の簡略化が可能となる。

【0013】また、複数のスピーカは、制御対象となるモードの振動の節に対応する位置以外の位置に配置することが好ましい。振動の節の位置にスピーカを配置しても、対応するモードのモード振幅を制御することはできないが、これを外した位置に配置することにより、そのモードのモード振幅を少なくしたり、打ち消す等の各種の制御が可能になる。

【0014】また、複数のスピーカのそれぞれは、入力信号の符号をそろえて出力するとともに、打ち消そうとするモードの振動の符号が反対となる全ての位置に配置することが好ましい。これにより、0次モードを残して他の所望のモードのみを打ち消すことができる。

【0015】また、上述したモード毎の制御は、全てのモードについて行うのではなく、一部のモード、好ましくは0次を除く低次のモードについてのみ行うようにしてもよい。一般に、1次、2次等の低次のモードのモード振幅が大きいので、この低次のモードについてのみ制御することにより、少ない演算量で効率よく音響空間全体にわたって伝達特性を補正することができる。

【0016】

【発明の実施の形態】本発明を適用した一実施形態の音場制御装置は、音圧分布のモード分解を行って分解された各モードの音圧レベルを制御することにより、音響空間全体にわたって伝達特性を補正することに特徴がある。以下、一実施形態の音場制御装置について図面を参照しながら説明する。

【0017】(1)モード分解

音響空間のモードを制御するためには、音圧分布のモード分解を行う必要がある。モード分解の手順を以下に示す。内部にM個の音源を有する両端が閉じた一次元音場の波動方程式は、以下に示す(1)式で与えられる。なお、一次元音場とは、音圧が所定の軸方向xのみに応じて変化する音場をいう。

【0018】

【数1】

$$\begin{aligned}
 p(x, \omega) &= \sum_{n'=0}^{N'} \sqrt{2 - \delta(n')} \cos\left(\frac{n' \pi x}{L}\right) \times \\
 &\quad \frac{\rho_0 c_0^2}{L} \frac{\omega}{2\xi_{n'} \omega_{n'} \omega - j(\omega_{n'}^2 - \omega^2)} \frac{1}{L} \sum_{m=1}^M \sqrt{2 - \delta(n')} \cos\left(\frac{n' \pi l_m}{L}\right) q_m(\omega) \\
 &= \sum_{n'=0}^{N'} (\psi_{n'}(x) \cdot a_{n'}(\omega)) \quad \dots(1)
 \end{aligned}$$

【0019】ここで、 x はマイクロホンの位置を、 ω は角周波数を、 $p(x, \omega)$ は音圧を、 q_m は m 番目のスピーカへの入力信号を、 l_m は m 番目のスピーカの位置を、 M は全スピーカ数を、 $\xi_{n'}$ は第 n' モードの壁面での減衰比を、 N' は全モード数を、 L は音場の長さを、 $\omega_{n'} (= n' \pi c_0 / L)$ は音場の固有各周波数を、 ρ_0

ρ_0 は空気密度を、 c_0 は音速を、 $\delta(n')$ は $n' = 0$ のとき1で $n' \neq 0$ のとき0となるクロネッカのデルタ関数をそれぞれ示している。

【0020】また、(1)式において、

【0021】

【数2】

$$a_{n'}(\omega) = \frac{\rho_0 c_0^2}{L} \frac{\omega}{2\xi_{n'} \omega_{n'} \omega - j(\omega_{n'}^2 - \omega^2)} \frac{1}{L} \sum_{m=1}^M \sqrt{2 - \delta(n')} \cos\left(\frac{n' \pi l_m}{L}\right) q_m(\omega) \quad \dots(2)$$

【0022】

【数3】

$$\psi_{n'}(x) = \sqrt{2 - \delta(n')} \cos\left(\frac{n' \pi x}{L}\right) \quad \dots(3)$$

【0023】であり、一方の $a_{n'}(\omega)$ は第 n' モードの振幅であり、 $\psi_{n'}(x)$ は第 n' モードの固有関数を示している。

【0024】上述した(1)式において、 $p(x, \omega)$ は一次元音場内におけるマイクロホンの距離 x における音圧であるから、一次元音場内の K 個の点(x_1 ,

x_2, \dots, x_K)にマイクロホンを設置した場合の各マイクロホンでの音圧 $p(x, \omega)$ は、以下のマトリクス表記で表される。

【0025】

【数4】

$$\begin{bmatrix} p(x_1, \omega) \\ p(x_2, \omega) \\ \vdots \\ p(x_K, \omega) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \psi_{01} & \psi_{11} & \cdots & \psi_{(N'-1)1} \\ \psi_{02} & \psi_{12} & \cdots & \psi_{(N'-1)2} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \psi_{0K} & \psi_{1K} & \cdots & \psi_{(N'-1)K} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_0(\omega) \\ a_1(\omega) \\ \vdots \\ a_{N'-1}(\omega) \end{bmatrix} \quad \dots(4)$$

【0026】ここで、

【数5】

【0027】

$$\Psi_{nk} = \sqrt{2 - \delta(n')} \cos\left(\frac{n' \pi x_k}{L}\right) \quad \dots(5)$$

【0028】である。(4)式をモード固有関数 Ψ を用いて書き直すと、

$$p = \Psi \cdot a$$

【0029】

【数6】

...(6)

【0030】となる。

かけることにより、以下の(7)式が得られる。

【0031】(6)式の両辺に固有マトリクス(モード固有関数)の逆行列(逆モード固有関数) Ψ^{-1} を左から

【0032】

【数7】

...(7)

$$a = \Psi^{-1} \cdot p$$

【0033】(7)式より、各マイクロホンでの音圧 $p(x_k, \omega)$ から各モードの振幅 $a_n(\omega)$ を求めることができる。以上の手順によって音圧分布のモード分解が行われる。

【0034】図1は、モード分解手法を適用して構成したモード分解部の具体例を示す図である。同図に示すモード分解部10は、M個のスピーカ2、K個のマイクロホン4、マイクロホン4の音圧からN個のモード振幅を導出するモード分解フィルタ6を備えている。M個のスピーカ2に信号 $q_1 \sim q_n$ が入力されて、音響系Cの一次元音場に音が放射された場合の各マイクロホン4における音圧 $p_1 \sim p_K$ は、それぞれ(4)式で与えられる。モード分解フィルタ6は、これらの音圧 $p_1 \sim p_K$ が入力され、(7)式によってモード0からモードN-1のモード振幅 $a_0 \sim a_{N-1}$ を算出して出力する。

【0035】図2は、音響系に含まれる各モードの周波数特性を示す図である。同図に示すように、0次、1次、2次、...といった各次数のモードが存在しており、オーディオ音声の聴取位置を移動させたときに、音圧レベルが大きく変動するようなモードを小さくしたり、打ち消したりする制御を行うことにより、音響空間全体にわたって変動の少ない伝達特性を得ることができる。

【0036】図3は、モードの振幅状態を示す図であり、同図(a)には0次モードの振幅状態が、同図(b)には1次モードの振幅状態が示されている。図3(a)に示すように、0次モードでは、音響空間の全体において同位相で振動するため、聴取位置に関係なく同じ音圧レベルでオーディオ音声の聴取が可能となる。ところが、図3(b)に示すように、1次モードでは、その聴取位置によって音圧レベルが大きく変動する。したがって、音響空間に放射される音声内の1次モード成分が大きい場合には、これを小さくしたり、打ち消したりすることにより、聴取位置を移動させた場合であっても音響特性がほぼ均一な音場を実現することができる。また、2次以上の各モードについても同様であり、2次以上の次数成分が大きい場合には、その成分を小さくした

$$y_m(n) = \sum_{i=0}^{I-1} w_m(i) u(n-i) \quad \dots(8)$$

【0042】この出力信号 $y_m(n)$ がm番目のスピーカ104に入力されて、音響系Cの一次元音場に音が放射され、各マイクロホン106に取り込まれる。k番目のマイクロホン106における音圧 $p_k(n)$ は、次式

$$\begin{aligned} p_k(n) &= \sum_{j=0}^{J-1} c_{km}(j) \sum_{i=0}^{I-1} w_m(i) u(n-i-j) \\ &= \sum_{i=0}^{I-1} w_m(i) \sum_{j=0}^{J-1} c_{km}(j) u(n-j-i) \end{aligned} \quad \dots(9)$$

【0044】ここで、 $c_{km}(j)$ はm番目のスピーカ1

り、打ち消すような制御を行うようにする。

【0037】(2) モード制御

次に、モード分解によって得られたモード振幅をLMSアルゴリズムを用いて制御する音場制御装置について説明する。このLMSアルゴリズムには、時間領域で適応フィルタが動作するものと、モード領域で適応フィルタが動作するものがあり、モード振幅を制御するという目的は同じであるがそれぞれ別のシステム構成となる。以下に、3通りのアルゴリズムを有する第1～第3の実施形態の音場制御装置について説明する。

【0038】(2-1) 時間領域で適応フィルタが動作するアルゴリズムを有する第1の実施形態の音場制御装置

第1の実施形態の音場制御装置は、時間領域で動作するLMSアルゴリズムによって制御される適応フィルタを有しており、モード領域で計算した誤差を時間領域に再変換して適応フィルタの係数更新が行われる。

【0039】図4は、第1の実施形態の音場制御装置の概略構成を示す図である。同図に示すように、本実施形態の音場制御装置は、タップ数がIのM個の適応フィルタを含む制御用フィルタ102と、M個のスピーカ104と、K個のマイクロホン106と、マイクロホン106の各音圧 p からN'個のモード振幅を導出するモード分解手段としてのモード分割フィルタ108と、目標とするモード振幅に対する各モード振幅の誤差を算出するN'個の演算部110と、各モードの誤差に重み付けを行うN'個のモード領域誤差重み付け部112と、モード領域の誤差を時間領域の誤差に変換する領域変換フィルタ114とを備えている。

【0040】m番目の制御用フィルタ102の出力信号 $y_m(n)$ は、入力信号 $u(n)$ と制御用フィルタ102の係数 w_m との畳み込みとして、以下の(8)式のように表される。

【0041】

【数8】

で与えられる。

【0043】

【数9】

04からk番目のマイクロホン106までの音響系Cの

jタップ目の係数を、 $w_m(i)$ はm番目の制御用フィルタ102のiタップ目の係数をそれぞれ示している。

(9)式を行列表現で書き直すと、

$$p(n) = CU(n)w \quad \dots(10)$$

【0046】となる。(9)式および(10)式においては、

$$p(n) = [p_1(n) \ p_2(n) \ \dots \ p_K(n)]^T \quad \dots(11)$$

【数12】

$$w = [w_1 \ w_2 \ \dots \ w_M]^T \quad \dots(12)$$

【0048】

【数13】

$$w_m = [w_m(0) \ w_m(1) \ \dots \ w_m(I-1)]^T \quad \dots(13)$$

【0049】

【数14】

$$U(n) = \begin{bmatrix} U'(n) & & 0 \\ & U'(n) & \\ & & \ddots \\ 0 & & & U'(n) \end{bmatrix} \quad \dots(14)$$

【0050】

【数15】

$$U'(n) = \begin{bmatrix} u(n) & u(n-1) & \dots & u(n-I+1) \\ u(n-1) & u(n-2) & \dots & u(n-I) \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ u(n-J+1) & u(n-J) & \dots & u(n-I-J+2) \end{bmatrix} \quad \dots(15)$$

【0051】

【数16】

$$C = \begin{bmatrix} c_{11}^T & c_{12}^T & \dots & c_{1M}^T \\ c_{21}^T & c_{22}^T & \dots & c_{2M}^T \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ c_{K1}^T & c_{K2}^T & \dots & c_{KM}^T \end{bmatrix} \quad \dots(16)$$

【0052】

【数17】

$$c_{km} = [c_{km}(0) \ c_{km}(1) \ \dots \ c_{km}(J-1)]^T \quad \dots(17)$$

【0053】である。

【0054】モード振幅 $a(n)$ は、(10)式で得られたマイクロホン106における音圧 $p(n)$ に対して、(7)式と同様の手法でモード分解を行うことによ

$$a(n) = \Psi^{-1}CU(n)w \quad \dots(18)$$

【0056】で与えられる演算によってモード振幅 $a(n)$ を導出する。(18)式においては、

$$a(n) = [a_0(n) \ a_1(n) \ \dots \ a_{N-1}(n)]^T \quad \dots(19)$$

【0058】である。

り求めることができる。すなわち、モード分割フィルタ108は、

【0055】

【数18】

【0057】

【数19】

【0059】一方、目標応答設定部(後述する)から出

力されるk番目の目標インパルス応答の出力 $d_k(n)$ は、以下の(20)式で与えられる。

$$d_k(n) = \sum_{s=0}^{S-1} h_k(s) u(n-s) \quad \dots(20)$$

【0061】ここで、 $h_k(s)$ はk番目の目標インパルス応答のsタップ目の係数を示している。(20)式を行列表現で書き直すと、

$$d(n) = H u''(n) \quad \dots(21)$$

【0063】となる。(20)式および(21)式においては、

$$H = \begin{bmatrix} h_{11}^T & h_{12}^T & \dots & h_{1M}^T \\ h_{21}^T & h_{22}^T & \dots & h_{2M}^T \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{K1}^T & h_{K2}^T & \dots & h_{KM}^T \end{bmatrix} \quad \dots(22)$$

【0065】

【数23】

$$h_k = [h_k(0) \quad h_k(1) \quad \dots \quad h_k(S-1)]^T \quad \dots(23)$$

【0066】

【数24】

$$u''(n) = [u(n) \quad u(n-1) \quad \dots \quad u(n-S+1)]^T \quad \dots(24)$$

【0067】

【数25】

$$d(n) = [d_1(n) \quad d_2(n) \quad \dots \quad d_K(n)]^T \quad \dots(25)$$

【0068】である。目標応答のモード振幅 $d'(n)$ は、(21)式で得られた目標応答信号 $d_k(n)$ に対して(7)式と同様の手法でモード分解を行うことにより求めることができる。したがって、目標応答のモード

振幅 $d'(n)$ は、

【0069】

【数26】

$$d'(n) = \Psi^{-1} H u''(n) \quad \dots(26)$$

【0070】で与えられる。(26)式においては、

【数27】

【0071】

$$d'(n) = [d'_0(n) \quad d'_1(n) \quad \dots \quad d'_{N-1}(n)]^T \quad \dots(27)$$

【0072】である。

を引くことによって求めることができる。したがって、

【0073】モード領域における誤差 $e'(n)$ は、

演算部110は、

(26)式で与えられる目標応答のモード振幅 d'

【0074】

(n)から(18)式で与えられるモード振幅 $a(n)$

【数28】

$$e'(n) = \Psi^{-1} d(n) - \Psi^{-1} C U(n) w \quad \dots(28)$$

【0075】で与えられる演算によって、モード領域における誤差 $e'(n)$ を導出する。(28)式においては、

【0076】

【数29】

$$e'(n) = [e'_0(n) \quad e'_1(n) \quad \dots \quad e'_{N-1}(n)]^T \quad \dots(29)$$

【0077】である。

は、制御するモードを選択するためにモード領域の誤差

【0078】次に、モード領域誤差重み付け部112

$e'(n)$ ($e'_0(n) \sim e'_{N-1}(n)$) に対し

て、重み付け係数 $B(b_0 \sim b_{N-1})$ による重み付けを行う。領域変換フィルタ114は、この重み付けされたモード領域の誤差にモード固有関数 Ψ をかけて時間領域の誤差 $e(n)$ を算出する。モード領域の誤差 e'

$$\begin{aligned} e(n) &= \Psi B e'(n) \\ &= \Psi B \Psi^{-1} d(n) - \Psi B \Psi^{-1} C U(n) w \end{aligned} \quad \dots(30)$$

【0080】で与えられる。(30)式において、
【0081】

$$e(n) = [e_1(n) \quad e_2(n) \quad \dots \quad e_K(n)]^T \quad \dots(31)$$

【0082】

$$B = \begin{bmatrix} b_0 & & 0 \\ & b_1 & \\ & & \ddots \\ 0 & & & b_{N-1} \end{bmatrix} \quad \dots(32)$$

【0083】である。

【0084】ここで、時間領域における誤差ベクトル $e(n)$ の瞬時パワー $e(n)^T e(n)$ をフィルタ係数 w で偏微分することによって誤差特性曲面の勾配ベクトル

$$\frac{\partial e(n)^T e(n)}{\partial w} = -2U(n)^T C^T \Psi^{-T} B^T \Psi^T e(n) \quad \dots(33)$$

【0086】となる。したがって、制御用フィルタ102の係数の更新は、次式によって行われる。

$$\begin{aligned} w(n+1) &= w(n) - \mu \frac{\partial e(n)^T e(n)}{\partial w} \\ &= w(n) + 2\mu U(n)^T C^T \Psi^{-T} B^T \Psi^T e(n) \end{aligned} \quad \dots(34)$$

【0088】ここで、 μ はLMSアルゴリズムのステップサイズパラメータ(毎回の繰り返しにおける補正の大きさを制御する係数)である。

【0089】次に、第1の実施形態の音場制御装置の詳細構成について説明する。図5は、第1の実施形態の音場制御装置の全体構成を示す図である。同図に示すように、音場制御装置100は、タップ数 I の M 個の適応フィルタを含む制御用フィルタ102、 M 個のスピーカ104、 K 個のマイクロホン106、モード分割フィルタ108、 N' 個の演算部110、 N' 個のモード領域誤差重み付け部112、領域変換フィルタ114、目標応答設定部116、モード分割フィルタ118、フィルタード x 部120、LMSアルゴリズム処理部122を備えている。

【0090】制御用フィルタ102、スピーカ104、マイクロホン106、モード分割フィルタ108、演算部110、モード領域誤差重み付け部112、領域変換フィルタ114は、それぞれ図4で説明した動作を行う。

【0091】目標応答設定部116は、再現したい音場

(n)に対する重み付けと、重み付けされたモード領域の誤差から時間領域の誤差への変換は、

【0079】

【数30】

【数31】

【数32】

ルの瞬時推定値を求めると、

【0085】

【数33】

【0087】

【数34】

空間に対応する特性(目標応答特性 H)、例えば制御用フィルタ102を構成するフィルタのタップ数の半分程度の遅延時間を有する特性が設定されている。モード分割フィルタ118は、目標応答設定部116から出力される目標応答信号から N' 個のモード振幅を導出して、演算部110に出力する。

【0092】フィルタード x 部120は、入力信号 $u(n)$ から参照信号を作成するためのフィルタである。具体的には、フィルタード x 部120は、上述した C 、 Ψ^{-1} 、 B 、 Ψ の各特性を有するフィルタを直列接続して構成されている。LMSアルゴリズム処理部122は、領域変換フィルタ114から出力される時間領域の誤差信号 $e(n)$ およびフィルタード x 部120から出力される参照信号に基づいて、上述した(34)式にしたがって制御用フィルタ102を構成する適応フィルタのフィルタ係数を調整する。

【0093】このように、音圧分布をモード分解して、振幅の大きいモード、すなわち音響空間の伝達特性に悪影響を与えるモードを制御することにより、音響空間全体の伝達特性を補正することが可能となる。

【0094】次に、第1の実施形態の音場制御装置の変形例について説明する。図2に示すように、通常は0次を除くと、低次になるほどモード振幅が大きくなる。したがって、低次のモードのみを制御することによって、ほぼ目的とする音響特性を実現することができ、しかも処理量を減らすことができる。但し、図2から分かるように、制御対象から排除した高次モードの信号には、高周波成分が多く含まれているため、この高次モードの信号自体を排除すると、高周波成分が少なくなって好ましくない。このため、M個のスピーカ104の少なくとも1つは非制御音源としても機能するように、入力信号 $u(n)$ そのものを入力することが好ましい。

【0095】図6は、第1の実施形態の音場制御装置の変形例を示す図であり、低次モードに対してのみ制御を行う音場制御装置の構成が示されている。同図に示す音場制御装置150は、入力信号 $u(n)$ を制御用フィルタ102を通さずに、直接スピーカ104から出力しており、その際の遅延量を調整するために遅延器152が備わっている。この遅延器152には、目標応答設定部116に設定された遅延時間から音響系Cを通した場合の遅延時間を差し引いた遅延時間が遅延量 β として設定される。また、モード領域誤差重み付け部112では、例えば制御するモードの重み付け係数 b_m のみが1に、それ以外が0に設定されており、制御したいモードの誤差信号のみが領域変換フィルタ114に入力され、一部のモードについてのみ制御用フィルタ102による制御が行われるようになっている。

【0096】このように、一部のモードについてのみ制御を行い、それ以外のモードについては入力信号をそのままスピーカ104から出力することにより、聴取位置の移動による音圧変動が少ない音場を実現することができ、しかも演算量を減少させることができる。

【0097】(2-2)モード領域で適応フィルタが動作するアルゴリズムを有する第2の実施形態の音場制御装置

上述した第1の実施形態の音場制御装置は、時間領域で適応フィルタが動作するアルゴリズムを有していたが、モード領域で適応フィルタを動作させるアルゴリズムにしたがって動作するようにしてもよい。モード領域で動作させるには、モード領域で計算した誤差をそのまま適応フィルタの係数更新に用いるようにすればよい。

【0098】図7は、第2の実施形態の音場制御装置の

$$\hat{p}_m(n) = \sum_{k=1}^K \sum_{i=0}^{I-1} \hat{c}_{km}(i) u(n-i) \quad \dots(35)$$

【0103】で表される。(35)式を行列表現で書き直すと、

$$\hat{p}(n) = \hat{C}u(n)$$

【0105】となる。これら(35)式および(36)

概略構成を示す図である。同図に示すように、本実施形態の音場制御装置は、音響系Cを模擬する音響系モデリングフィルタ202と、音響系モデリングフィルタ202から出力される信号(音圧)から N' 個のモード振幅を導出するモード分割フィルタ204と、タップ数Iの N' 個の適応フィルタを含む制御用フィルタ206と、制御用フィルタ206から出力されるモード領域の信号を時間領域の信号に変換する領域変換フィルタ208と、音響系モデリングフィルタ202によって模擬された音響系Cを元に戻す音響系逆フィルタ210と、M個のスピーカ212と、K個のマイクロホン214と、マイクロホン214の音圧から N' 個のモード振幅を導出するモード分割フィルタ216と、各モードの誤差を算出する N' 個の演算部218と、各モードの誤差に重み付けを行う N' 個のモード領域誤差重み付け部220とを備えている。

【0099】モード領域で適応フィルタを動作させようとする、制御用フィルタ206の係数はモード領域で得られるため、制御用フィルタ206への入力信号はモード領域の信号でなければならない。このため、一旦、入力信号 $u(n)$ を実際の音響系Cと同等の特性を有する音響系モデリングフィルタ202に通し、その後にモード分割フィルタ204によって、音響系モデリングフィルタ202から出力される時間領域の信号をモード領域の信号に変換している。

【0100】また、実際にスピーカ212から音を出力する場合には、スピーカ212に入力される信号は時間領域の信号でなければならない。このため、領域変換フィルタ208によって、制御用フィルタ206から出力されるモード領域の信号を再び時間領域の信号に変換している。また、領域変換フィルタ208から出力される時間領域の信号は、音響系モデリングフィルタ202によって音響系Cを通した後の信号(マイクロホン214の位置に相当する信号)であるため、これを音響系逆フィルタ210に通すことにより、スピーカ212の位置に相当する信号に戻している。

【0101】ところで、音響系Cをモデリングした音響系モデリングフィルタ202のk番目の出力信号 $p_k(n)$ は、入力信号 $u(n)$ と音響系モデリングフィルタ202の畳み込みとして、

【0102】

【数35】

【0104】

【数36】

…(36)

式においては、

【0106】

【数37】

$$u(n) = [u_1(n) \ u_1(n) \ \cdots \ u_1(n)]^T \quad \cdots(37)$$

【数38】

$$u_1(n) = [u(n) \ u(n-1) \ \cdots \ u(n-I+1)]^T \quad \cdots(38)$$

【0107】

【数39】

$$C^{\wedge} = \begin{bmatrix} c^{\wedge}_{11} & c^{\wedge}_{12} & \cdots & c^{\wedge}_{1M} \\ c^{\wedge}_{21} & c^{\wedge}_{22} & \cdots & c^{\wedge}_{2M} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ c^{\wedge}_{K1} & c^{\wedge}_{K2} & \cdots & c^{\wedge}_{KM} \end{bmatrix} \quad \cdots(39)$$

【0108】

【数40】

$$c^{\wedge}_{km} = [c^{\wedge}_{km}(0) \ c^{\wedge}_{km}(1) \ \cdots \ c^{\wedge}_{km}(I-1)]^T \quad \cdots(40)$$

【0109】

【数41】

$$p^{\wedge}(n) = [p^{\wedge}_1(n) \ p^{\wedge}_2(n) \ \cdots \ p^{\wedge}_K(n)]^T \quad \cdots(41)$$

【0110】である。

有関数 Ψ^{-1} をかけることにより求めることができる。し【0111】モデリングフィルタ出力のモード振幅 a^{\wedge}

たがって、モード分割フィルタ204は、

(n)は、(36)式で得られた音響系モデリングフィルタ202の出力信号 $p^{\wedge}(n)$ に対して、逆モード固

【0112】

【数42】

$$a^{\wedge}(n) = \Psi^{-1} C^{\wedge} u(n) \quad \cdots(42)$$

【0113】で与えられる演算によってモード振幅 $a^{\wedge}(n)$ を導出する。(42)式においては、

【0114】

【数43】

$$a^{\wedge}(n) = [a^{\wedge}_0(n) \ a^{\wedge}_1(n) \ \cdots \ a^{\wedge}_{N'-1}(n)]^T \quad \cdots(43)$$

【0115】である。このモード振幅 $a^{\wedge}(n)$ が制御用フィルタ206の入力信号となる。したがって、制御用フィルタ206の出力信号 $y(n)$ は、

【0116】

【数44】

$$y(n) = W \Psi^{-1} C^{\wedge} u(n) \quad \cdots(44)$$

【0117】となる。(44)式においては、

【数45】

【0118】

$$y(n) = [y_0(n) \ y_1(n) \ \cdots \ y_{N'-1}(n)]^T \quad \cdots(45)$$

【0119】

【数46】

$$W = \begin{bmatrix} w_0 & & & 0 \\ & w_1 & & \\ & & \ddots & \\ 0 & & & w_{N'-1} \end{bmatrix} \quad \cdots(46)$$

【0120】である。(44)式は、

【数47】

【0121】

$$y(n) = U'(n)w \quad \dots(47)$$

【0122】のように書き換えることもできる。(47)式においては、

【0123】
【数48】

$$U'(n) = \begin{bmatrix} u'_0(n) & & 0 \\ & u'_1(n) & \\ & & \ddots \\ 0 & & & u'_{N'-1}(n) \end{bmatrix} \quad \dots(48)$$

【0124】

【数49】

$$u'_{n'-1}(n) = \Psi_{n'-1}^{-1} C^{\wedge} u(n) \quad \dots(49)$$

【0125】

【数50】

$$w = [w(0) \quad w(1) \quad \dots \quad w(N'-1)]^T \quad \dots(50)$$

【0126】である。 $\Psi_{n'-1}^{-1}$ は、逆モード固有関数 Ψ^{-1} の n' 行目の要素からなるベクトルである。

【0127】次に、領域変換フィルタ208は、モード領域の信号である制御用フィルタ206の出力信号 $y'(n)$ にモード固有関数 Ψ をかけて時間領域の信号に変換する。さらに、この時間領域の信号は音響系モデリン

グフィルタ202によって音響系 C^{\wedge} に模擬された信号であるため、音響系逆フィルタ210は、音響系 C^{\wedge} の逆フィルタ F をかけて元に戻している。したがって、音響系逆フィルタ210の出力信号 $y'(n)$ は、

【0128】

【数51】

$$y'(n) = F \Psi U'(n)w \quad \dots(51)$$

【0129】となる。ここで、

【数52】

【0130】

$$y'(n) = [y'_1(n) \quad y'_2(n) \quad \dots \quad y'_M(n)]^T \quad \dots(52)$$

【0131】

【数53】

$$y'_m(n) = [y'_m(n) \quad y'_m(n-1) \quad \dots \quad y'_m(n-I+1)]^T \quad \dots(53)$$

【0132】である。

214での音圧 $p(n)$ は、

【0133】この出力信号 $y'(n)$ がスピーカ212に入力されて音響系 C の一次元音場に音が放射され、マイクロホン214によって取り込まれる。マイクロホン

【0134】

【数54】

$$p(n) = C F \Psi U'(n)w \quad \dots(54)$$

【0135】で与えられる。ここで、

【数55】

【0136】

$$C = \begin{bmatrix} c_{11}^T & c_{12}^T & \dots & c_{1M}^T \\ c_{21}^T & c_{22}^T & \dots & c_{2M}^T \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ c_{K1}^T & c_{K2}^T & \dots & c_{KM}^T \end{bmatrix} \quad \dots(55)$$

【0137】

【数56】

$$c_{km} = [c_{km}(0) \quad c_{km}(1) \quad \dots \quad c_{km}(J-1)]^T \quad \dots(56)$$

【0138】

【数57】

$$p(n) = [p_1(n) \ p_2(n) \ \cdots \ p_K(n)]^T \quad \dots(57)$$

【0139】である。

めることができる。したがって、モード分割フィルタ216は、

【0140】モード振幅 $a(n)$ は、(54)式で得られたマイクロホン214での音圧 $p(n)$ に対して(7)式と同様の手法でモード分解を行うことにより求

【0141】
【数58】

$$a(n) = \Psi^{-1} C F \Psi U'(n) w \quad \dots(58)$$

【0142】で表される演算によってモード振幅 $a(n)$ を導出する。ここで、

【0143】
【数59】

$$a(n) = [a_0(n) \ a_1(n) \ \cdots \ a_{N'-1}(n)]^T \quad \dots(59)$$

【0144】である。

【0146】

【0145】一方、目標応答のモード振幅 $d'(n)$ は、(26)式と同様に、

【数60】

$$d'(n) = \Psi^{-1} H u''(n) \quad \dots(60)$$

【0147】で与えられる。ここで、

【数61】

【0148】

$$H = \begin{bmatrix} h_{11}^T & h_{12}^T & \cdots & h_{1M}^T \\ h_{21}^T & h_{22}^T & \cdots & h_{2M}^T \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ h_{K1}^T & h_{K2}^T & \cdots & h_{KM}^T \end{bmatrix} \quad \dots(61)$$

【数62】

$$h_k = [h_k(0) \ h_k(1) \ \cdots \ h_k(S-1)]^T \quad \dots(62)$$

【0149】

【数63】

$$u''(n) = [u(n) \ u(n-1) \ \cdots \ u(n-S+1)]^T \quad \dots(63)$$

【0150】

【数64】

$$d'(n) = [d'_0(n) \ d'_1(n) \ \cdots \ d'_{N'-1}(n)]^T \quad \dots(64)$$

【0151】である。

を引くことによって求めることができる。したがって、演算部218は、

【0152】モード領域における誤差 $e'(n)$ は、(60)式で与えられる目標応答のモード振幅 $d'(n)$ から(58)式で与えられるモード振幅 $a(n)$

【0153】
【数65】

$$e'(n) = d'(n) - \Psi^{-1} C F \Psi U'(n) w \quad \dots(65)$$

【0154】で与えられる演算を行うことによって、モード領域における誤差 $e'(n)$ を算出する。ここで、

【0155】
【数66】

$$e'(n) = [e'_0(n) \ e'_1(n) \ \cdots \ e'_{N'-1}(n)]^T \quad \dots(66)$$

【0156】である。

う。

【0157】次に、モード領域誤差重み付け部220は、以下の(67)式にしたがって、モード領域の誤差 $e'(n)$ に対して重み付け係数 B による重み付けを行

【0158】
【数67】

$$c(n) = Bd'(n) - B\Psi^{-1}CF\Psi U'(n)w \quad \dots(67)$$

【0159】ここで、

【数68】

【0160】

$$c(n) = [e_0(n) \quad e_1(n) \quad \dots \quad e_{N'-1}(n)]^T \quad \dots(68)$$

【0161】

【数69】

$$B = \begin{bmatrix} b_0 & & & 0 \\ & b_1 & & \\ & & \ddots & \\ 0 & & & b_{N-1} \end{bmatrix} \quad \dots(69)$$

【0162】である。

クトルの瞬時推定値を求めると、

【0163】モード領域における重み付け誤差ベクトル $e(n)$ の瞬時パワー $e(n)^T e(n)$ をフィルタ係数 w で偏微分することによって、誤差特性曲面の勾配ベ

【0164】

【数70】

$$\frac{\partial e(n)^T c(n)}{\partial w} = -2U'(n)^T \Psi^T F^T C^T \Psi^{-1} B^T e(n) \quad \dots(70)$$

【0165】となる。したがって、制御用フィルタ206の係数の更新は、次式によって行われる。

【0166】

【数71】

$$\begin{aligned} w(n+1) &= w(n) - \mu \frac{\partial e(n)^T e(n)}{\partial w} \\ &= w(n) + 2\mu U'(n)^T \Psi^T F^T C^T \Psi^{-1} B^T e(n) \end{aligned} \quad \dots(71)$$

【0167】ここで、 μ はLMSアルゴリズムのステップサイズパラメータであり、毎回の繰り返しにおける補正の大きさを制御する係数である。

系逆フィルタ210を構成するフィルタのタップ数の半分程度の遅延時間を有する特性が設定されている。モード分割フィルタ224は、目標応答設定部222から出力される目標応答信号から N' 個のモード振幅を導出して、演算部218に出力する。

【0168】次に、第2の実施形態の音場制御装置の詳細構成について説明する。図8は、第2の実施形態の音場制御装置の全体構成を示す図である。同図に示すように、音場制御装置200は、音響系モデリングフィルタ202、モード分割フィルタ204、タップ数 I の N' 個の適応フィルタを含む制御用フィルタ206、領域変換フィルタ208、音響系逆フィルタ210、 M 個のスピーカ212、 K 個のマイクロホン214、モード分割フィルタ216、 N' 個の演算部218、 N' 個のモード領域誤差重み付け部220、目標応答設定部222、モード分割フィルタ224、フィルタードx部226、LMSアルゴリズム処理部228を備えている。

【0171】フィルタードx部226は、モード分割フィルタ204の出力信号であるモード振幅 $a'(n)$ から参照信号を作成するためのフィルタである。具体的には、フィルタードx部226は、上述した Ψ 、 C^T 、 F 、 Ψ^{-1} 、 B の各特性を有するフィルタを直列接続して構成されている。LMSアルゴリズム処理部228は、モード領域誤差重み付け部220から出力されるモード領域の誤差信号 $e(n)$ およびフィルタードx部226から出力される参照信号に基づいて、上述した(71)式にしたがって制御用フィルタ206を構成する適応フィルタのフィルタ係数を調整する。

【0169】音響系モデリングフィルタ202、モード分割フィルタ204、制御用フィルタ206、領域変換フィルタ208、音響系逆フィルタ210、スピーカ212、マイクロホン214、モード分割フィルタ216、演算部218、モード領域誤差重み付け部220は、それぞれ図7で説明した動作を行う。

【0172】このように、モード領域で制御用フィルタ206による制御を行うことにより、振幅の大きいモード、すなわち音響空間の伝達特性に悪影響を与えるモードを制御することができ、音響空間全体の伝達特性を補正することが可能となる。

【0170】目標応答設定部222は、再現したい音場空間に対応する特性(目標応答特性 H)、例えば、音響

【0173】次に、第2の実施形態の音場制御装置の変形例について説明する。本実施形態の音場制御装置は、

時間領域で制御を行う第1の実施形態と同様に、一部のモード（特に低次モード）のみを制御することにしてもよい。

【0174】図9は、第2の実施形態の音場制御装置の変形例を示す図であり、一部のモードに対してのみ制御を行う音場制御装置の構成が示されている。同図に示す音場制御装置250は、音響系モデリングフィルタ202から音響系逆フィルタ210までをバイパスして入力信号 $u(n)$ を直接スピーカ212から出力しており、その際の遅延量を調整するために遅延器252が備わっている。この遅延器252には、目標応答設定部222に設定された遅延時間から音響系Cの遅延時間を差し引いた遅延時間が遅延量 β として設定される。また、制御用フィルタ206では、例えば制御対象とならない高次のモードに対応したタップ係数が0に設定され、一部のモードについてのみフィルタ演算およびこの演算結果を用いた制御が行われるようになっている。

【0175】また、図10は、図9に示した音場制御装置の変形例を示す図である。同図に示す音場制御装置260のように、制御しないモード成分については、制御用フィルタ206を通さずに、係数1のアンプ262を通すことによっても、一部のモードのみを制御するという同様の目的を達成することができる。

【0176】(2-3)モード領域で適応フィルタが動作するアルゴリズムを有する第3の実施形態の音場制御装置

上述した第2の実施形態の音場制御装置は、音響系逆フィルタ210を備える必要がある。このため、システムを構成する際に音響系逆フィルタ210を算出するとい

$$y'(n) = F\Psi W \Psi^{-1} C^{\wedge} u(n) \quad \dots(72)$$

【0180】となる。ここで、 $F\Psi W$ を改めて W におき直す、すなわち、図7等にした制御用フィルタ206に領域変換フィルタ208と音響系逆フィルタ210を取り込んだものを制御用フィルタ306とすると、制御

$$y'(n) = W \Psi^{-1} C^{\wedge} u(n) \quad \dots(73)$$

【0182】で与えられる。(73)式において、

【0183】

$$W = \begin{bmatrix} w_{10} & w_{11} & \dots & w_{1(N'-1)} \\ w_{20} & w_{21} & \dots & w_{2(N'-1)} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ w_{M0} & w_{M1} & \dots & w_{M(N'-1)} \end{bmatrix} \quad \dots(74)$$

【0184】

$$w_{mn} = [w_{mn}(0) \quad w_{mn}(1) \quad \dots \quad w_{mn}(J-1)]^T \quad \dots(75)$$

【0185】

う準備手続きが1ステップ多くかかることになる。また、音響系Cの変動によっては C^{\wedge} の逆フィルタFに誤差が生じ、正確な制御ができない場合もある。そこで、第3の実施形態の音場制御装置では、第2の実施形態の音場制御装置で用いた領域変換フィルタ208と音響系逆フィルタ210を制御用フィルタ206に取り込むようにする。

【0177】図11は、第3の実施形態の音場制御装置の概略構成を示す図である。同図に示すように、本実施形態の音場制御装置は、音響系Cを模擬する音響系モデリングフィルタ302と、音響系モデリングフィルタ302から出力される信号（音圧）から N' 個のモード振幅を導出するモード分割フィルタ304と、タップ数が1の $N' \times M$ 個の適応フィルタを含む制御用フィルタ306と、M個のスピーカ312と、K個のマイクロホン314と、マイクロホン314の音圧から N' 個のモード振幅を導出するモード分割フィルタ316と、各モードの誤差を算出する N' 個の演算部318と、各モードの誤差に重み付けを行う N' 個のモード領域誤差重み付け部320とを備えている。

【0178】本実施形態の音場制御装置に含まれる制御用フィルタ306は、図7等にした制御用フィルタ206に領域変換フィルタ208と音響系逆フィルタ210を取り込んだものである。そこで、まず図7等にした音響系逆フィルタ210の出力信号 $y'(n)$ を求めると、(44)式より、

【0179】

【数72】

用フィルタ306の出力信号 $y'(n)$ は、

【0181】

【数73】

【数74】

【数75】

【数76】

$$y'(n) = U'(n) w \quad \dots(76)$$

【0186】

【数77】

$$U'(n) = \begin{bmatrix} U'_1(n) & & 0 \\ & U'_1(n) & \\ & & \ddots \\ 0 & & & U'_1(n) \end{bmatrix} \quad \dots(77)$$

【0187】

【数78】

$$U'_1(n) = [U''_0(n) \quad U''_1(n) \quad \dots \quad U''_{N'-1}(n)] \quad \dots(78)$$

【0188】

【数79】

$$U''_{n'}(n) = \begin{bmatrix} u_{n'}(n) & & 0 \\ & u_{n'}(n) & \\ & & \ddots \\ 0 & & & u_{n'}(n) \end{bmatrix} \quad \dots(79)$$

【0189】

【数80】

$$u_{n'}(n) = [u(n) \quad u(n-1) \quad \dots \quad u(n-I+1)]^T \quad \dots(80)$$

【0190】

【数81】

$$w = [w_1^T \quad w_2^T \quad \dots \quad w_M^T]^T \quad \dots(81)$$

【0191】

【数82】

$$w_m = [w_{m0}^T \quad w_{m1}^T \quad \dots \quad w_{m(N'-1)}^T]^T \quad \dots(82)$$

【0192】

【数83】

$$w_{mn} = [w_{m0}(n) \quad w_{m1}(n-1) \quad \dots \quad w_{m(N'-1)}(n-I+1)]^T \quad \dots(83)$$

【0193】である。

314での音圧 $p(n)$ は、

【0194】この出力信号 $y'(n)$ がスピーカ312に入力されて音響系Cの一次元音場に音が放射され、マイクロホン314によって取り込まれる。マイクロホン

【0195】

【数84】

$$p(n) = C U'(n) w \quad \dots(84)$$

【0196】で与えられる。ここで、

【数85】

【0197】

$$C = \begin{bmatrix} c_{11}^T & c_{12}^T & \dots & c_{1M}^T \\ c_{21}^T & c_{22}^T & \dots & c_{2M}^T \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ c_{K1}^T & c_{K2}^T & \dots & c_{KM}^T \end{bmatrix} \quad \dots(85)$$

【0198】

【数86】

$$c_{km} = [c_{km}(0) \quad c_{km}(1) \quad \dots \quad c_{km}(J-1)]^T \quad \dots(86)$$

【0199】

【数87】

$$\mathbf{p}(n) = \begin{bmatrix} p_1(n) & p_2(n) & \cdots & p_K(n) \end{bmatrix}^T \quad \dots(87)$$

【0200】である。

めることができる。したがって、モード分割フィルタ3

【0201】モード振幅 $a(n)$ は、(84) 式で得られたマイクロホン314での音圧 $p(n)$ に対して、
 (7) 式と同様の手法でモード分解を行うことにより求

16は、
 【0202】
 【数88】

$$\mathbf{a}(n) = \Psi^{-1} \mathbf{C} \mathbf{U}'(n) \mathbf{w} \quad \dots(88)$$

【0203】で与えられる演算によってモード振幅 $a(n)$ を導出する。ここで、

【0204】
 【数89】

$$\mathbf{a}(n) = \begin{bmatrix} a_0(n) & a_1(n) & \cdots & a_{N'-1}(n) \end{bmatrix}^T \quad \dots(89)$$

【0205】である。

【0207】

【0206】一方、目標応答のモード振幅 $d'(n)$ は、(26) 式と同様に、

【数90】

$$\mathbf{d}'(n) = \Psi^{-1} \mathbf{H} \mathbf{u}''(n) \quad \dots(90)$$

【0208】で与えられる。ここで、

【数91】

【0209】

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{11}^T & h_{12}^T & \cdots & h_{1M}^T \\ h_{21}^T & h_{22}^T & \cdots & h_{2M}^T \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ h_{K1}^T & h_{K2}^T & \cdots & h_{KM}^T \end{bmatrix} \quad \dots(91)$$

【0210】

【数92】

$$\mathbf{h}_k = \begin{bmatrix} h_k(0) & h_k(1) & \cdots & h_k(S-1) \end{bmatrix}^T \quad \dots(92)$$

【0211】

【数93】

$$\mathbf{u}''(n) = \begin{bmatrix} u(n) & u(n-1) & \cdots & u(n-S+1) \end{bmatrix}^T \quad \dots(93)$$

【0212】

【数94】

$$\mathbf{d}'(n) = \begin{bmatrix} d'_0(n) & d'_1(n) & \cdots & d'_{N'-1}(n) \end{bmatrix}^T \quad \dots(94)$$

【0213】である。

を差し引くことによって求めることができる。したがって、演算部318は、

【0214】モード領域における誤差 $e'(n)$ は、
 (90) 式で与えられる目標応答のモード振幅 $d'(n)$ から (88) 式で与えられるモード振幅 $a(n)$

【0215】
 【数95】

$$\mathbf{e}'(n) = \mathbf{d}'(n) - \Psi^{-1} \mathbf{C} \mathbf{U}'(n) \mathbf{w} \quad \dots(95)$$

【0216】で与えられる演算を行うことによってモード領域における誤差 $e'(n)$ を算出する。ここで、

【0217】
 【数96】

$$\mathbf{e}'(n) = \begin{bmatrix} e'_0(n) & e'_1(n) & \cdots & e'_{N'-1}(n) \end{bmatrix}^T \quad \dots(96)$$

【0218】である。

Bによる重み付けを行う。この重み付けは、

【0219】次に、モード領域誤差重み付け部320は、モード領域の誤差 $e'(n)$ に対して重み付け係数

【0220】
 【数97】

$$\mathbf{e}(n) = \mathbf{B} \mathbf{d}'(n) - \mathbf{B} \Psi^{-1} \mathbf{C} \mathbf{U}'(n) \mathbf{w} \quad \dots(97)$$

【0221】によって計算される。(97)式において、

$$\mathbf{e}(n) = [e_0(n) \quad e_1(n) \quad \cdots \quad e_{N'-1}(n)]^T \quad \cdots(98)$$

【0223】

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} b_0 & & 0 \\ & b_1 & \\ 0 & & b_{N'-1} \end{bmatrix} \quad \cdots(99)$$

【0224】である。

【0225】ここで、モード領域における重み付け誤差ベクトル $\mathbf{e}(n)$ の瞬時パワー $\mathbf{e}(n)^T \mathbf{e}(n)$ をフィルタ係数 \mathbf{w} で偏微分することによって、誤差特性曲面

$$\frac{\partial \mathbf{e}(n)^T \mathbf{e}(n)}{\partial \mathbf{w}} = -2\mathbf{U}'(n)^T \mathbf{C}^T \Psi^{-1} \mathbf{B}^T \mathbf{e}(n) \quad \cdots(100)$$

【0227】となる。したがって、制御用フィルタ306の係数の更新は、次式によって行われる。

$$\begin{aligned} \mathbf{w}(n+1) &= \mathbf{w}(n) - \mu \frac{\partial \mathbf{e}(n)^T \mathbf{e}(n)}{\partial \mathbf{w}} \\ &= \mathbf{w}(n) + 2\mu \mathbf{U}'(n)^T \mathbf{C}^T \Psi^{-1} \mathbf{B}^T \mathbf{e}(n) \quad \cdots(101) \end{aligned}$$

【0229】ここで、 μ はLMSアルゴリズムのステップサイズパラメータであり、毎回の繰り返しにおける補正の大きさを制御する係数である。

【0230】次に、第3の実施形態の音場制御装置の詳細構成について説明する。図12は、第3の実施形態の音場制御装置の詳細構成を示す図である。同図に示すように、音場制御装置300は、音響系モデリングフィルタ302、モード分割フィルタ304、タップ数1の $N' \times M$ 個の適応フィルタを含む制御用フィルタ306、M個のスピーカ312、K個のマイクロホン314、モード分割フィルタ316、 N' 個の演算部318、 N' 個のモード領域誤差重み付け部320、目標応答設定部322、モード分割フィルタ324、フィルタードx部326、LMSアルゴリズム処理部328を備えている。

【0231】音響系モデリングフィルタ302、モード分割フィルタ304、制御用フィルタ306、スピーカ312、マイクロホン314、モード分割フィルタ316、演算部318、モード領域誤差重み付け部320は、それぞれ図11で説明した動作を行う。

【0232】目標応答設定部322は、再現したい音場空間に対応する特性(目標応答特性H)、例えば、制御用フィルタ306を構成するフィルタのタップ数の半分の程度の遅延時間を有する特性が設定されている。モード分割フィルタ324は、目標応答設定部322から出力

の勾配ベクトルの瞬時推定値を求めると、

【0226】

【数100】

【0228】

【数101】

される目標応答信号から N' 個のモード振幅を導出し、演算部318に出力する。

【0233】フィルタードx部326は、モード分割フィルタ304の出力信号であるモード振幅 $\mathbf{a}^T(n)$ から参照信号を作成するためのフィルタである。具体的には、フィルタードx部326は、 \mathbf{C}^T 、 Ψ^{-1} 、 \mathbf{B} の各特性を有するフィルタを直列に接続して構成されている。LMSアルゴリズム処理部328は、モード領域誤差重み付け部320から出力されるモード領域の誤差信号 $\mathbf{e}(n)$ およびフィルタードx部326から出力される参照信号に基づいて、上述した(101)式にしたがって制御用フィルタ306を構成する適応フィルタのフィルタ係数を調整する。

【0234】このように、領域変換フィルタ208と音響系逆フィルタ210を取り込んだ制御用フィルタ306を用いることにより、逆フィルタFをあらかじめ求めなくてよいため、システムの準備手続きを1ステップ低減することができる。また、逆フィルタFを制御用フィルタに取り込んでいるため、ある程度の音響系Cの変動にも対応できる。

【0235】次に、第3の実施形態の音場制御装置の変形例について説明する。本実施形態の音場制御装置は、上述した第1および第2の実施形態と同様に、一部のモード(特に低次モード)のみを制御するようにしてもよい。

【0236】図13は、第3の実施形態の音場制御装置の変形例を示す図であり、一部のモードに対してのみ制御を行う音場制御装置の構成が示されている。同図に示す音場制御装置350は、音響系モデリングフィルタ302から制御用フィルタ306までをバイパスして入力信号 $u(n)$ を直接スピーカ312から出力しており、その際の遅延量を調整するために遅延器352が備わっている。この遅延器352には、目標応答設定部322に設定された遅延時間から音響系Cの遅延時間を引いた遅延時間が遅延量 β として設定される。また、制御用フィルタ306では、例えば制御の対象とならない高次のモードに対応したタップ係数が0に設定され、一部のモードについてのみフィルタ演算およびこの演算結果を用

$$\sum_{m=1}^M \sqrt{2 - \delta(n')} \cos\left(\frac{n' \pi l_m}{L}\right) q_m(\omega) = 0 \quad \dots(102)$$

【0239】が成り立たなければならない。

【0240】但し、(102)式において、 $\cos(n' \pi l_m / L)$ の項が0となるような位置にスピーカを配置すると、スピーカへの入力信号 $q_k(\omega)$ がどのような値をとってもこのスピーカによるモード制御は不可能となるため、このような位置にスピーカを配置することはできない。また、 $\cos(n' \pi l_m / L)$ がなるべく1に近い値になるような位置にスピーカを配置すると、入力信号 $q_k(\omega)$ がモード振幅の制御に与える影響が大きく、すなわち制御に対する入力信号 $q_k(\omega)$ の効率が高くなるため、このような位置にスピーカを配置することが望ましい。

$$\begin{aligned} a_0(\omega) &= \frac{\rho_0 c_0^2}{L} \frac{\omega}{2\xi_0 \omega_0 \omega - j(\omega_0^2 - \omega^2)} \sum_{m=1}^M \sqrt{2 - \delta(0)} \cos\left(\frac{0 \pi l_m}{L}\right) q_m(\omega) \\ &= \frac{\rho_0 c_0^2}{L} \frac{\omega}{2\xi_0 \omega_0 \omega - j(\omega_0^2 - \omega^2)} \sum_{m=1}^M q_m(\omega) \quad \dots(103) \end{aligned}$$

【0244】が得られる。この(103)式は、 $\cos(n' \pi l_m / L)$ の項を含んでいないため、0次モードのモード振幅はスピーカの位置に関係なく、それぞれのスピーカへの入力信号 $q_k(\omega)$ の総和のみに依存していることを示している。つまり、それぞれのスピーカへの入力信号 $q_k(\omega)$ が正負バラバラな値を有していると、総和するときにそれぞれが打ち消し合って、0次モードの振幅が小さくなってしまふ。したがって、それぞれのスピーカへの入力信号 $q_k(\omega)$ は常に同符号でなければならない。この条件下で他のモードをキャンセルするためには、他のモードの $\cos(n' \pi l_m /$

いた制御が行われるようになっている。

【0237】(3)スピーカの数と配置方法

次に、上述した各実施形態の音場制御装置に含まれるスピーカの数とその最適な配置方法について説明する。上述した(2)式は、音圧分布をモード分解したときの各モードのモード振幅である。この(2)式において制御可能な変数は、 m 番目のスピーカへの入力信号である $q_m(\omega)$ と、 m 番目のスピーカの位置である l_m との2つである。したがって、例えば第 n' モードをキャンセルする場合、すなわち第 n' モードのモード振幅を0にする場合は、

【0238】

【数102】

【0241】また、図3(a)に示したように、0次モードのモード形状は平坦であり、図3(b)に示したように、1次モード(他のモードについても同様)のモード形状はピーク・ディップがある。したがって、上述したように、全音響空間で平坦な音圧分布を実現するためには、0次モードを残して、他のモードをキャンセルする必要がある。

【0242】0次モードのモード振幅を求めるために、

(2)式において $n' = 0$ とすると、

【0243】

【数103】

$L)$ が逆符号となるような位置すべてにスピーカを配置する必要がある。

【0245】なお、本発明は、上記実施形態に限定されるものではなく、本発明の要旨の範囲内で種々の変形実施が可能である。例えば、上述した実施形態では、一次元音場の場合のモード制御について説明したが、3次元音場の場合も同様に考えることができる。3次元音場の場合の波動方程式は、上述した(1)式の代わりに、以下の(104)式を用いる。

【0246】

【数104】

$$\begin{aligned}
 p(x_1, x_2, x_3, \omega) &= \sum_{n'_1, n'_2, n'_3=0}^{N'} \sqrt{2-\delta(n'_1)} \sqrt{2-\delta(n'_2)} \sqrt{2-\delta(n'_3)} \\
 &\quad \cdot \cos\left(\frac{n'_1 \pi x_1}{L_1}\right) \cos\left(\frac{n'_2 \pi x_2}{L_2}\right) \cos\left(\frac{n'_3 \pi x_3}{L_3}\right) \\
 &\quad \cdot \frac{\rho_0 c_0^2}{L_1 L_2 L_3} \frac{\omega}{2\xi_{n'_1, n'_2, n'_3} \omega_{n'_1, n'_2, n'_3} \omega - j(\omega_{n'_1, n'_2, n'_3}^2 - \omega^2)} \\
 &\quad \cdot \frac{1}{L_1 L_2 L_3} \sum_{m=1}^M \sqrt{2-\delta(n'_1)} \sqrt{2-\delta(n'_2)} \sqrt{2-\delta(n'_3)} \\
 &\quad \cdot \cos\left(\frac{n'_1 \pi l_{1m}}{L_1}\right) \cos\left(\frac{n'_2 \pi l_{2m}}{L_2}\right) \cos\left(\frac{n'_3 \pi l_{3m}}{L_3}\right) q_m(\omega) \\
 &= \sum_{n'_1, n'_2, n'_3=0}^{N'} \left(\psi_{n'_1, n'_2, n'_3}(x_1, x_2, x_3) \cdot a_{n'_1, n'_2, n'_3}(\omega) \right) \quad \dots(104)
 \end{aligned}$$

【0247】但し、 x_1 、 x_2 、 x_3 はマイクロホンの縦、横、高さの位置を、 ω は角周波数を、 $p(x_1, x_2, x_3, \omega)$ は音圧を、 q_m は m 番目のスピーカへの入力信号を、 l_{1m} 、 l_{2m} 、 l_{3m} は m 番目のスピーカの縦、横、高さの位置を、 M は全スピーカ数を、 $\xi_{n'_1}$ 、 $\xi_{n'_2}$ 、 $\xi_{n'_3}$ は第 n'_1 、 n'_2 、 n'_3 モードの壁面での減衰比を、 N' は全モード数を、 L_1 、 L_2 、 L_3

$\omega_{n'_1, n'_2, n'_3}$ ($= \pi c_0 \{ (n'_1/L_1)^2 + (n'_2/L_2)^2 + (n'_3/L_3)^2 \}$) は音場の固有各周波数を、 ρ_0 は空気密度を、 c_0 は音速をそれぞれ示している。

【0248】また、(104) 式においては、

【0249】

【数105】

$$\begin{aligned}
 \psi_{n'_1, n'_2, n'_3}(x_1, x_2, x_3) &= \sqrt{2-\delta(n'_1)} \sqrt{2-\delta(n'_2)} \sqrt{2-\delta(n'_3)} \\
 &\quad \cdot \cos\left(\frac{n'_1 \pi x_1}{L_1}\right) \cos\left(\frac{n'_2 \pi x_2}{L_2}\right) \cos\left(\frac{n'_3 \pi x_3}{L_3}\right) \quad \dots(105)
 \end{aligned}$$

【0250】

【数106】

$$\begin{aligned}
 a_{n'_1, n'_2, n'_3}(\omega) &= \frac{\rho_0 c_0^2}{L_1 L_2 L_3} \frac{\omega}{2\xi_{n'_1, n'_2, n'_3} \omega_{n'_1, n'_2, n'_3} \omega - j(\omega_{n'_1, n'_2, n'_3}^2 - \omega^2)} \\
 &\quad \cdot \frac{1}{L_1 L_2 L_3} \sum_{m=1}^M \sqrt{2-\delta(n'_1)} \sqrt{2-\delta(n'_2)} \sqrt{2-\delta(n'_3)} \\
 &\quad \cdot \cos\left(\frac{n'_1 \pi l_{1m}}{L_1}\right) \cos\left(\frac{n'_2 \pi l_{2m}}{L_2}\right) \cos\left(\frac{n'_3 \pi l_{3m}}{L_3}\right) q_m(\omega) \quad \dots(106)
 \end{aligned}$$

【0251】である。

【0252】

【発明の効果】上述したように、本発明によれば、音場の各モードのモード振幅を制御することにより、聴取位置が移動したときに音圧が大きく変化するようなモードの影響を少なくしたり、打ち消すことができるため、特

に制御点を増やすことなく、少ないスピーカや適応フィドルタによって音響空間全体にわたって伝達特性を補正し、平坦な音圧分布を実現することができる。

【0253】この場合に、複数のスピーカは、制御対象となるモードの振動の節に対応する位置以外の位置に配置することにより、そのモードのモード振幅を少なくし

たり、打ち消す等の各種の制御が可能になる。また、複数のスピーカのそれぞれは、入力信号の符号をそろえて出力するとともに、打ち消そうとするモードの振動の符号が反対となる全ての位置に配置することが好ましく、これにより、0次モードを残して他の所望のモードのみを打ち消すことができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】モード分解手法を適用して構成したモード分解部の具体例を示す図である。

【図2】音響系に含まれる各モードの周波数特性を示す図である。

【図3】モードの振幅状態を示す図である。

【図4】第1の実施形態の音場制御装置の概略構成を示す図である。

【図5】第1の実施形態の音場制御装置の全体構成を示す図である。

【図6】第1の実施形態の音場制御装置の変形例を示す図である。

【図7】第2の実施形態の音場制御装置の概略構成を示す図である。

【図8】第2の実施形態の音場制御装置の全体構成を示す図である。

【図9】第2の実施形態の音場制御装置の変形例を示す

図である。

【図10】図9に示した音場制御装置の変形例を示す図である。

【図11】第3の実施形態の音場制御装置の概略構成を示す図である。

【図12】第3の実施形態の音場制御装置の詳細構成を示す図である。

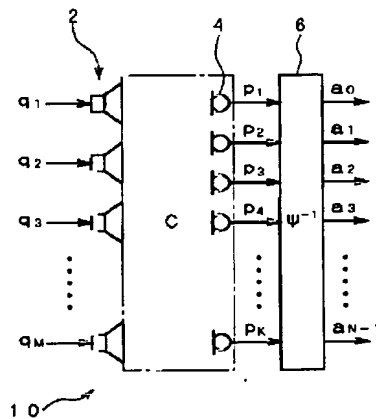
【図13】第3の実施形態の音場制御装置の変形例を示す図である。

【図14】オーディオ装置に適用される適応等化システムの構成を示す図である。

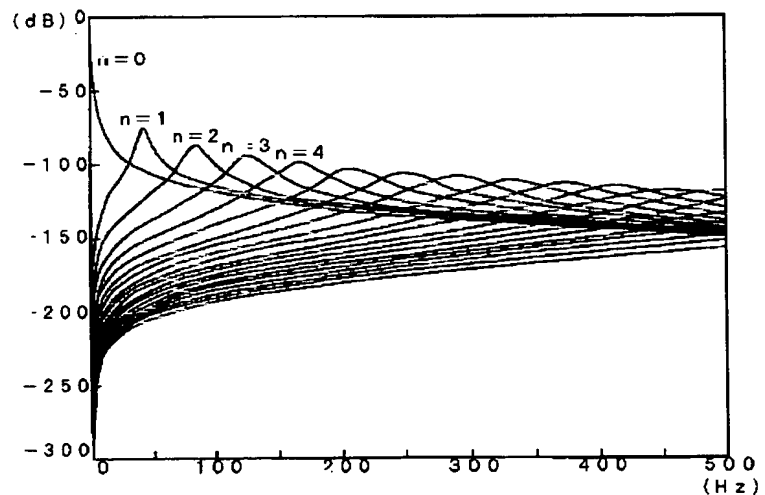
【符号の説明】

- 100 音場制御装置
- 102 制御用フィルタ
- 104 スピーカ
- 106 マイクロホン
- 108、118 モード分割フィルタ
- 110 演算部
- 112 モード領域誤差重み付け部
- 114 領域変換フィルタ
- 116 目標応答設定部
- 120 フィルタードx部
- 122 LMSアルゴリズム処理部

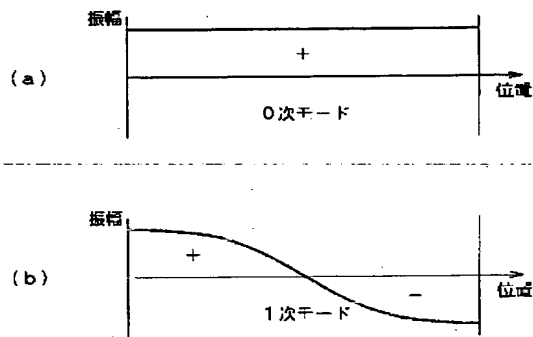
【図1】



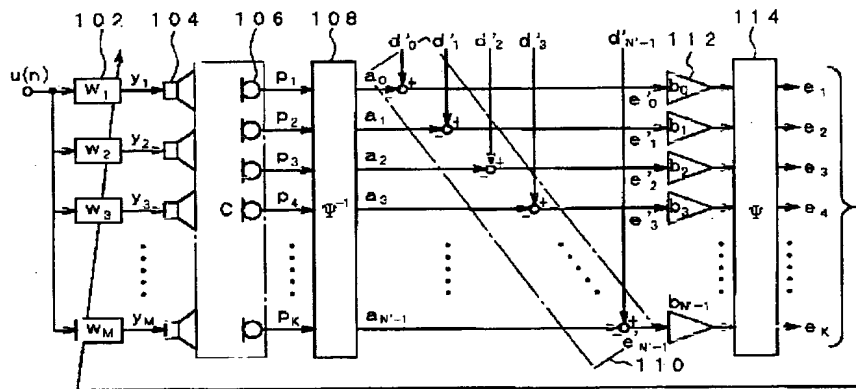
【図2】



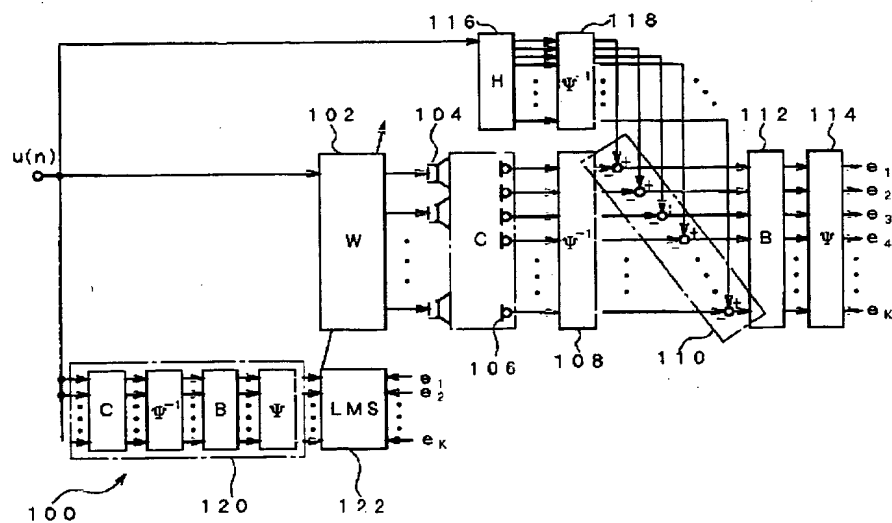
【図3】



【図4】

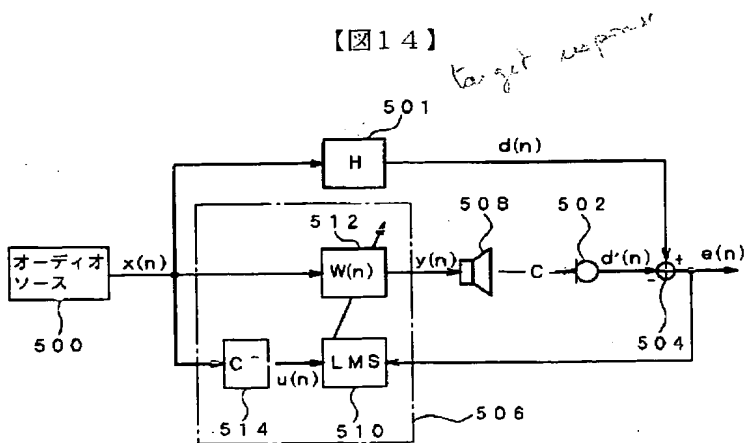


【図5】

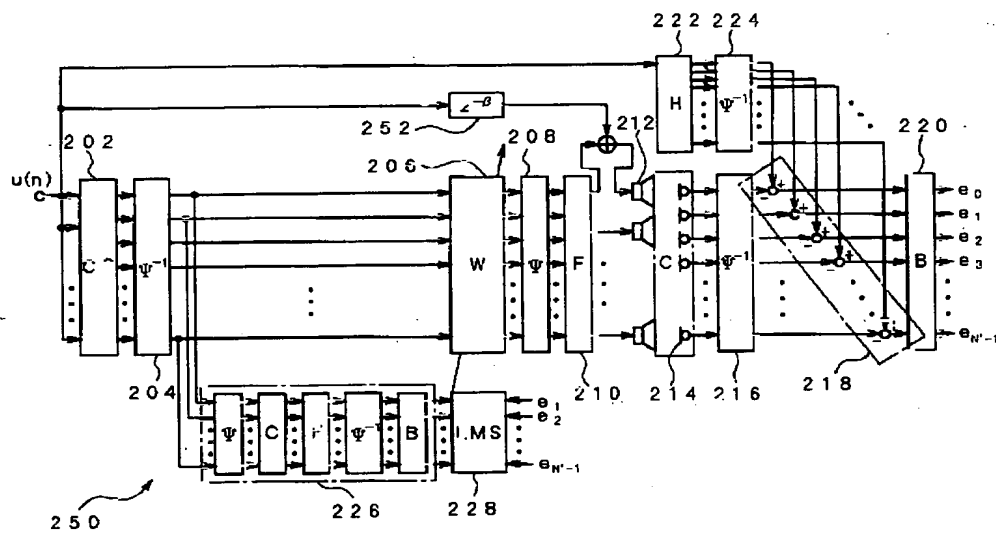


The diagram illustrates a multi-channel adaptive filter system. An input signal $u(n)$ is distributed to several components: a delay block $z^{-\beta}$ (152), a block W (102), a block C (106), and a block H (116). The output of block W is summed with the output of the delay block $z^{-\beta}$ at a summing junction (104). The output of block C is summed with the output of the summing junction (104) at another summing junction (108). The output of block C is also fed into a block Ψ^{-1} (108). The output of block Ψ^{-1} is summed with the output of block H at a summing junction (110). The output of block Ψ^{-1} is also fed into a block B (112). The output of block B is summed with the output of block Ψ^{-1} at a summing junction (114). The output of block B is also fed into a block Ψ (114). The output of block Ψ is summed with the output of block B at a summing junction (118). The output of block Ψ is also fed into a block C (106). The output of block Ψ is also fed into a block LMS (122). The output of block LMS is summed with the output of block C at a summing junction (120). The output of block LMS is also fed into a block C (150). The output of block LMS is also fed into a block Ψ^{-1} (150). The output of block LMS is also fed into a block B (150). The output of block LMS is also fed into a block Ψ (150).

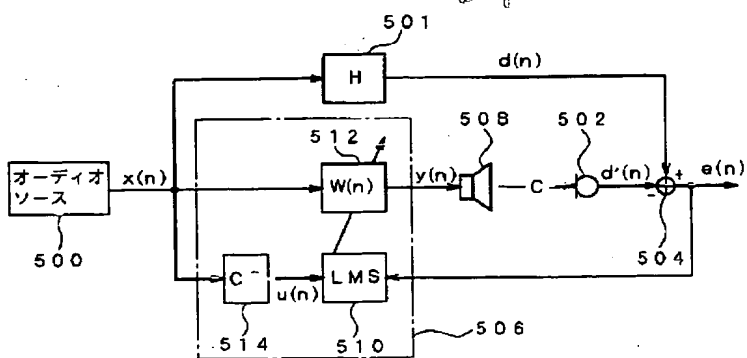
target response



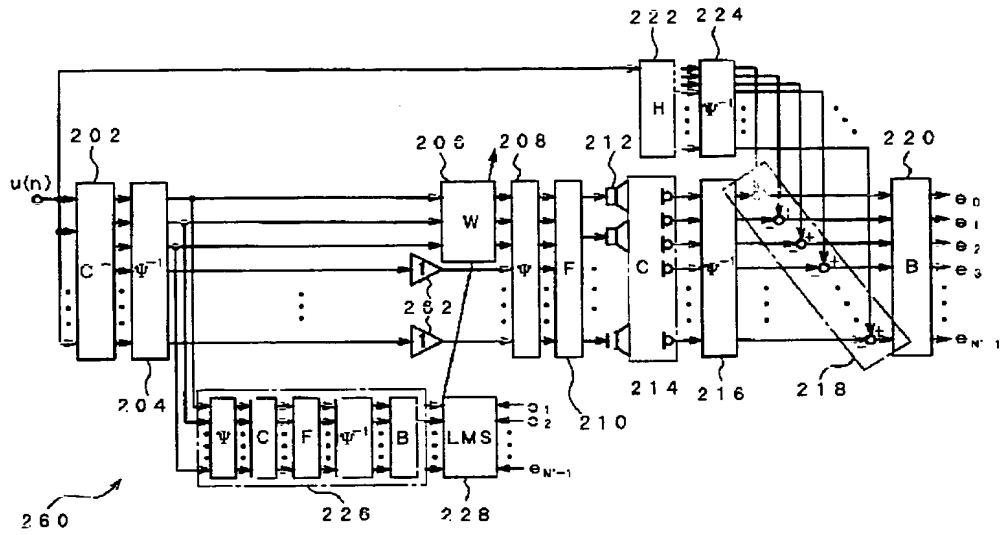
target response



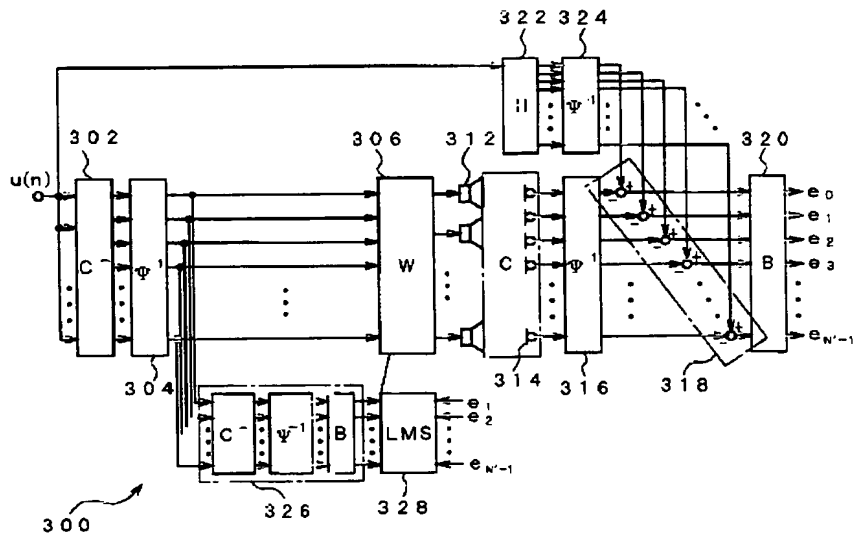
target response



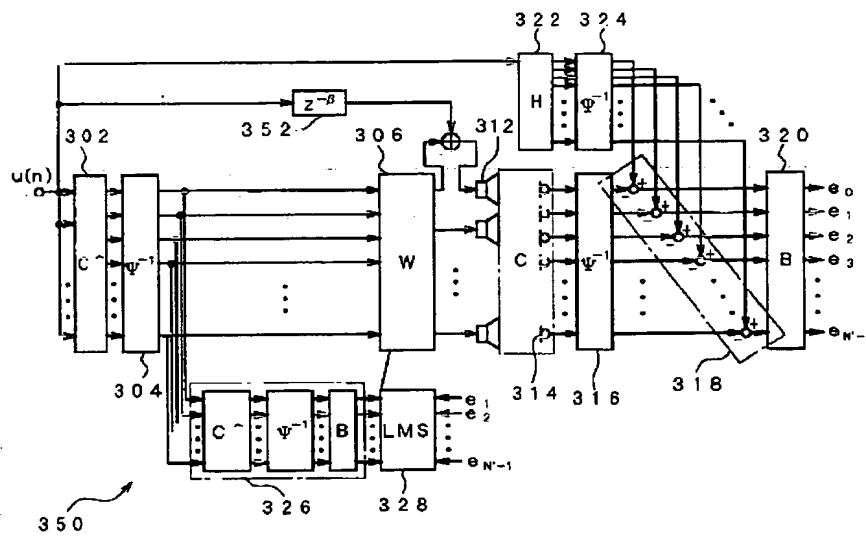
【☒ 10】



【图 12】



【図13】



THIS PAGE BLANK (USPTO)

**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☐ BLACK BORDERS
- ☐ IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- ☐ FADED TEXT OR DRAWING
- ☒ BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING
- ☐ SKEWED/SLANTED IMAGES
- ☐ COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS
- ☐ GRAY SCALE DOCUMENTS
- ☐ LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT
- ☐ REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY
- ☐ OTHER: _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.

THIS PAGE BLANK (USPTO)